

04260441 **Image available**

SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM, TRANSMITTER, AND RECEIVER

PUB. NO.: 05-252141 [JP 5252141 A]

PUBLISHED: September 28, 1993 (19930928)

INVENTOR(s): HASEGAWA TAKAAKI

APPLICANT(s): RICOH CO LTD [000674] (A Japanese Company or Corporation), JP
(Japan)

APPL. NO.: 04-084813 [JP 9284813]

FILED: March 06, 1992 (19920306)

INTL CLASS: [5] H04J-013/00

JAPIO CLASS: 44.2 (COMMUNICATION -- Transmission Systems)

JOURNAL: Section: E, Section No. 1487, Vol. 18, No. 10, Pg. 94,
January 10, 1994 (19940110)

ABSTRACT

PURPOSE: To further accelerate transmission speed without deteriorating error rate characteristic and interference wave elimination capacity, etc.

CONSTITUTION: At a transmitter, a serial data symbol as information to be transmitted is converted to parallel data in which the symbol is shifted at every two chip time interval $2T_{(sub s)}$, and after that, a spread signal is affected on each parallel data, and those data are added by an added means ADD, and a carrier wave is modulated by those added output and is transmitted. Also, a receiver, after demodulating a transmission signal from the transmitter, inputs a demodulation signal to a matched filter MF in accordance with a spread code used in the transmitter, and samples the output of the matched filter MF at the time interval $2T_{(sub s)}$, and reproduces a data symbol.

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-252141

(43)公開日 平成5年(1993)9月28日

(51)Int.C1.5

H 0.4 J 13/00

識別記号

府内整理番号

F I

技術表示箇所

A 7117-5 K

審査請求 未請求 請求項の数10

(全17頁)

(21)出願番号

特願平4-84813

(22)出願日

平成4年(1992)3月6日

(71)出願人 000006747

株式会社リコー

東京都大田区中馬込1丁目3番6号

(72)発明者 長谷川 孝明

埼玉県川口市南前川1-14-10 ブルジョ
ン2-202号

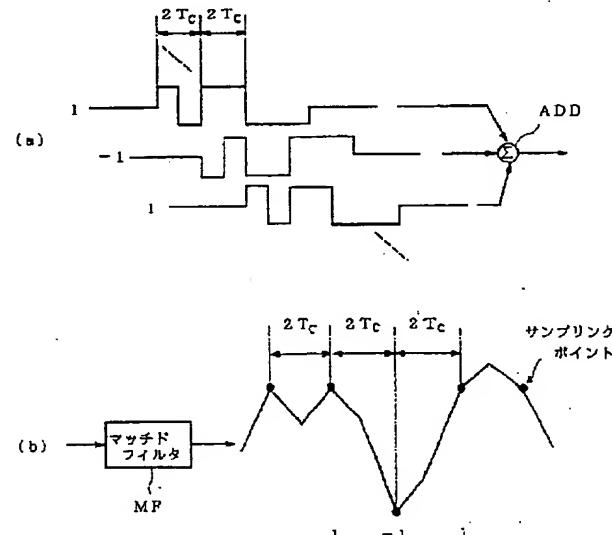
(74)代理人 弁理士 植本 雅治

(54)【発明の名称】スペクトラム拡散通信システムおよび送信機並びに受信機

(57)【要約】

【目的】 誤り率特性や干渉波除去能力等を何ら劣化させずに、伝送速度をさらに高めることが可能である。

【構成】 送信機では、送信すべき情報としてのシリアルなデータシンボルを2チップ時間間隔 $2T_c$ づつずらしたパラレルデータに変換した後、各パラレルデータに拡散信号を作用させ、これらを加算手段ADDで加算し、この加算出力によって搬送波を変調して送信する。また、受信機は、上記送信機からの送信信号を復調した後、該復調信号を送信機で用いた上記拡散符号に対応するマッチドフィルタMFに入力し、該マッチドフィルタMFの出力を $2T_c$ の時間間隔でサンプリングし、データシンボルを再生する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 情報を所定のチップ数をもつ拡散符号により拡散して伝送を行ない、該情報をマッチドフィルタリング処理を用いて再生するスペクトラム拡散通信システムにおいて、前記拡散符号には、自己相関関数のサイドローブが一定周期で“0”となるものが用いられるようになっていることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項 2】 請求項 1 記載のスペクトラム拡散通信システムにおいて、前記拡散符号には、ナイキストの第一基準に基づき定められたものが用いられ、該拡散符号のチップ数は偶数であって、該拡散符号は、自己相関関数のサイドローブが 2 チップ時間間隔おきに“0”となるようなものが用いられるようになっていることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項 3】 請求項 1 記載のスペクトラム拡散通信システムにおいて、前記拡散符号には、ナイキストの第二基準に基づき定められたものが用いられ、該拡散符号のチップ数は奇数であって、該拡散符号は、自己相関関数のサイドローブが 1 チップ時間間隔で“0”となるようなものが用いられるようになっていることを特徴とするスペクトラム拡散通信システム。

【請求項 4】 ナイキストの第一基準に基づいて定められたチップ数 L の拡散符号が設定され、2 チップ時間づつずれたタイミングで $L/2$ 個の拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、送信すべき情報としてのシリアルなデータシンボルを 2 チップ時間づつずれた $L/2$ 個のパラレルデータに変換して出力するシリアル・パイプライン・パラレル変換手段と、シリアル・パイプライン・パラレル変換手段からパラレルに出力される 2 チップ時間づつずれた $L/2$ 個のデータシンボルとこれらにそれぞれ対応する拡散符号発生手段からの拡散符号との積をとり、 $L/2$ 個の積を加算する積和手段と、積和手段の出力によって搬送波を変調して送信する変調手段とを備えていることを特徴とする送信機。

【請求項 5】 ナイキストの第二基準に基づいて定められたチップ数 L の拡散符号が設定され、1 チップ時間づつずれたタイミングで L 個の拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、送信すべき情報としてのシリアルなデータシンボルを 1 チップ時間づつずれた L 個のパラレルデータに変換して出力するシリアル・パイプライン・パラレル変換手段と、シリアル・パイプライン・パラレル変換手段からパラレルに出力される 1 チップ時間づつずれた L 個のデータシンボルとこれらにそれぞれ対応する拡散符号発生手段からの拡散符号との積をとり、 L 個の積を加算する積和手段と、積和手段の出力によって搬送波を変調して送信する変調手段とを備えていることを特徴とする送信機。

【請求項 6】 受信信号を復調する復調手段と、送信機側において用いられている所定のチップ数の拡散符号に

対応するマッチドフィルタリング処理を復調信号に対して施すマッチドフィルタと、マッチドフィルタの出力を所定の時間間隔でサンプリングしデータシンボルを再生するサンプリング手段とを備えており、サンプリング手段は、前記拡散符号にその自己相関関数のサイドローブが一定周期で“0”となるものが用いられているときに、該一定周期に基づく所定チップ時間間隔でサンプリングを行なうようになっていることを特徴とする受信機。

10 【請求項 7】 請求項 6 記載の受信機において、前記拡散符号は、ナイキストの第一基準に基づき定められたものであって、前記サンプリング手段は、2 チップ時間間隔でサンプリングを行なうようになっていることを特徴とする受信機。

【請求項 8】 請求項 6 記載の受信機において、前記拡散符号は、ナイキストの第二基準に基づき定められたものであって、前記サンプリング手段は、1 チップ時間間隔でサンプリングを行なうようになっていることを特徴とする受信機。

20 【請求項 9】 請求項 6 記載の受信機において、前記マッチドフィルタは、デジタル形式のものであって、1 チップ時間間隔ごとに復調信号をサンプリングするサンプル回路と、拡散符号のチップ数に合わせた段数を有し、サンプル回路からのサンプリング信号を順次遅延させるマルチレベル・タップド・ディレイラインと、マルチレベル・タップド・ディレイラインからのタップ出力の総和をとる総和回路とを有していることを特徴とする受信機。

30 【請求項 10】 請求項 6 記載の受信機において、前記マッチドフィルタは、連続時間的なアナログ形式のデバイスによって構成されていることを特徴とする受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、スペクトラム拡散通信システムおよび送信機並びに受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 スペクトラム拡散通信は、CDMA や干渉波に強いなどの点で、無線 LAN への応用が期待されている。スペクトラム拡散通信には、種々の方式があるが、そのうちで、直接拡散方式のものが従来最も良く知られ、また最も良く利用されている。

40 【0003】 図 12 は、直接拡散方式に基づくスペクトラム拡散通信システムの構成図である。図 12 を参照すると、このスペクトラム拡散通信システムは、送信機 100 と、受信機 101 とを有している。送信機 100 には、拡散符号 $PN(t)$ を出力する拡散符号器 102 と、拡散符号の一周期ごとに 2 値 (± 1) のデータシンボル $d(t)$ を乗算する乗算部 103 と、乗算部 103 からの出力によって搬送波を変調し、送信信号として出力する変調部 104 とが設けられている。また、受信機

101には、送信機100からの送信信号を受信してこれを復調する復調部105と、送信機100の拡散符号PN(t)に対応するマッチドフィルタリング処理(受動相関)を復調部105からの復調信号に対し施すPNマッチドフィルタ106と、PNマッチドフィルタ106からの出力を所定の時間間隔でサンプリングするサンプリング回路107とが設けられている。

【0004】このような構成のスペクトラム拡散通信システムでは、先づ、送信機100において、2値(±1)のデータシンボルd(t)、すなわち送信すべき情報を拡散符号器102からの拡散符号PN(t)に埋め込んだ上で、搬送波を変調し、これを送信信号として出力する。受信機101においては、送信機100からの送信信号を受信し復調してこれをPNマッチドフィルタ106に入力させ、送信機100の拡散符号PN(t)に対応したマッチドフィルタリング処理を施し、さらに、PNマッチドフィルタ106からの出力y(t)を所定の時間間隔でサンプリングすることによって、データシンボルd(t)を再生することができる。

【0005】より具体的には、送信機100の拡散符号器102のチップ数(符号長)がLであって、この拡散符号器102からはチップ数Lの拡散符号PN(t)が出力されるとし、また、1チップ時間間隔(各符号間の周期)をT_c(秒)とすると、チップ数Lの拡散符号PN(t)の一周期TはL·T_c(秒)となる。送信機100の乗算器103では、一周期T(=L·T_c)ごとに±1の2値データシンボルd(t)を拡散符号PN(t)に乗算して例えば図13(a)に示すように出力する。

【0006】一方、受信機101側では、送信機100からの送信信号を復調し、図13(a)に示したような

$$y(t) = \int_{-\infty}^t (d(\tau) p(\tau) + n(\tau)) h(t-\tau) d\tau \\ = \int_0^t (d(\tau) p(\tau) + n(\tau)) p(T-t+\tau) d\tau$$

【0014】説明を簡単にするため、n(t)=0, d(t)=1とすると、上記出力y(t)は、次式のようになる。

$$y(t) = \int_0^t p(\tau) p(T-t+\tau) d\tau = R_{pp}(T-t) \\ R_{pp} = \int_{-\infty}^{\infty} p(t) p(t+\tau) d\tau$$

【0016】数5からわかるように、マッチドフィルタでは、拡散符号PN(t)の一周期T分のパルス波形p(t)の自己相関関数が出力されることになる。ところで、多くの拡散信号は、擬似雑音的であり、その自己相関関数は、図14(a)のようになる。もし、この拡散信号の波形を±Aの2値波形とすると、マッチドフィルタ106からの出力y(t)は、図14(b)のようになる。図14(b)からわかるように、マッチドフィルタ106からの出力y(t)は、tがTのときにピーク値をとるので、サンプリング回路107では、マッチドフィルタ106からの出力y(t)を時間間隔Tでサン

形の信号にした上で、これを送信機100における拡散符号PN(t)(一周期T(=L·T_c))に対応したマッチドフィルタリング処理を施すPNマッチドフィルタ106に入力させる。ここで、拡散符号PN(t)の一周期T分の孤立波信号を次式のようにp(t)とし、

【0007】

【数1】

$$p(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ PN(t) & (0 \leq t < T) \\ 0 & (T \leq t) \end{cases}$$

【0008】また、伝送路雑音をn(t)とするとき、p(t)に対するPNマッチドフィルタ106の伝達関数H(ω)は、p(t)のフーリエ変換P(ω)と雑音n(t)のパワースペクトル密度N(ω)とを使って、次式により表わされる。但し、*は複素共役を表わしている。

【0009】

【数2】

$$H(\omega) = P^*(\omega) \exp(-j\omega T) / N(\omega)$$

【0010】雑音n(t)が白色雑音の場合には、N(ω)は定数となるので、数2は次式のようになる。

【0011】

$$【数3】 H(\omega) = P^*(\omega) \exp(-j\omega T)$$

【0012】このときの単位インパルス応答h(t)はp(T-t)であるので、PNマッチドフィルタ106の出力y(t)は、次式のようになる。

【0013】

【数4】

$$y(t) = \int_0^t (d(\tau) p(\tau) + n(\tau)) h(t-\tau) d\tau \\ = \int_0^t (d(\tau) p(\tau) + n(\tau)) p(T-t+\tau) d\tau$$

* 【0015】

【数5】

*

40 リングすれば良い。図13(b)には、マッチドフィルタ106に図13(a)に示すような信号が入力するときの実際の出力y(t)の波形が示されており、この出力y(t)を時間間隔Tでサンプリングすることにより、上述した原理に基づき送信機100からのデータシンボルd(t)を正確に再生することができる。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】このように、直接拡散方式に基づく従来のスペクトラム拡散通信システムでは、拡散符号PN(t)の一周期がTである場合、PNマッチドフィルタ106からの出力y(t)をTの時間

間隔でサンプリングすることにより、図14 (b)、図13 (b) からわかるように、符号間干渉を生じさせずに、出力 $y(t)$ のピーク値のみを取り出すことができ、これによって、誤り率特性や干渉波除去能力を高めることができる。

【0018】しかしながら、上述した従来のシステムでは、伝送速度が拡散符号 $P_N(t)$ のチップ数 L に対応した周期 $T (= L T_c)$ に制約されるので、チップ数が所定数である場合に、伝送速度をそれ以上に高めることができないという問題があった。

【0019】本発明は、誤り率特性や干渉波除去能力等を何ら劣化させずに、伝送速度をさらに高めることの可能なスペクトラム拡散通信システムおよび送信機並びに受信機を提供することを目的としている。

【0020】

【課題を解決するための手段および作用】本願の発明者は、 P_N マッチドフィルタ 106 の出力 $y(t)$ が図14 (a) の自己相関関数を反映した図14 (b) のようなものとなるときに、この自己相関関数が $\tau = 0$ を除いて一定周期ごとに “0” となるような拡散符号（すなわち、自己相関関数のサイドローブが一定周期で “0” となるような拡散符号）が存在すれば、この拡散符号を用い、自己相関関数のサイドローブが “0” となる周期に合わせて、サンプリングの時間間隔を短かなものにすることを見出したことを見出した。すなわち、マッチドフィルタは、線形時不変システムであることから、タイミングさえ正確にとれば、拡散符号器のチップ数（符号長） L で定まる周期 $T (= L T_c)$ のみならず、各符号間の周期 T_c （すなわちチップ間の周期）によっても情報伝送に使うことができる可能性のあることを見出した。従って、本発明は、自己相関関数のサイドローブが一定周期ごとに “0” となるような拡散符号を用いることを特徴とし、この拡散符号を用いて上記原理に基づき、拡散されたデータシンボルを T の間隔をおかずにより短かい間隔で次々と送信し、また受信することを意図している。

【0021】図1 (a)、(b) は、本発明のスペクトラム拡散通信システムの基本概念を説明するための図であり、図1 (a) には送信機における処理形態が示され、図1 (b) には受信機における処理形態が示されている。本発明の送信機では、基本的に、送信すべき情報としてのシリアルなデータシンボルを図1 (a) に示すように、所定周期（例えば $2 T_c$ ）づつずらしたパラレルデータに変換した後、各パラレルデータに拡散信号を作用させ、これらを加算手段 ADD で加算し、この加算出力によって搬送波を変調して送信するようになっている。また、本発明の受信機は、上記送信機からの送信信号を復調した後、該復調信号を図1 (b) に示すように送信機で用いた上記拡散符号に対応するマッチドフィルタ MF に入力し、該マッチドフィルタの出力を例えば 2

T_c の時間間隔でサンプリングし、データシンボルを再生するようになっている。図1 (b) を図13 (b) と比べればわかるように、従来では、時間間隔 $T (= L T_c)$ で定まる伝送速度で送信、受信を行なっていたが、本発明では例えば $2 T_c$ の時間間隔で定まる伝送速度で送信、受信を行なうことができ、伝送速度を高めることができる。

【0022】なお、図1 (a)、(b) のような仕方で伝送する場合、隣接 2 情報シンボルの拡散信号同士は時間軸上で大部分が重なり合う。すなわち、互いにほとんどの時間を共有することになる。通常の直接拡散方式では時間間隔 T ごとに 1 データシンボル、すなわち 1 情報シンボルを伝送するため、1 チャンネルの通信に限ってベースバンドでみると、2 値信号で送信されることになるが、本発明では、パラレル信号が加算手段 ADD で加算されることにより、一般に多値信号で送信される。受信機には、この多値信号に耐え得るシステムの線形性が要求されるが、これは、マッチドフィルタにデジタル信号処理型のものを使用したりすることにより、近年のデバイス技術で容易に実現できる。この線形性さえ確保されれば、誤り率特性や干渉波除去能力は、従来の直接拡散方式と何ら変わることなく、これらを良好なものに維持できる。また、後述のようにシステムの複雑さもほとんど変わらない。

【0023】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面に基づいて説明する。図2は本発明に係るスペクトラム拡散通信システムの一実施例の構成図である。図2を参照すると、本実施例のスペクトラム拡散通信システムは、送信機1と、受信機2とを有している。送信機1は、送信すべき情報データシンボル $d(t)$ に対し、所定の拡散符号を作用させてこの出力により搬送波を変調し送信信号として出力するようになっている。

【0024】また、受信機2は、送信機1からの送信信号を受信してこれを復調し、送信機1における拡散符号に対応するマッチドフィルタリング処理（受動相関）を復調された信号に対し施し、マッチドフィルタリング処理結果を所定の時間間隔でサンプリングして、データシンボルを再生するようになっている。なお、ここで拡散符号は、チップ数（符号長）が L （チップ）、チップ間周期が T_c であるとし、拡散符号の一周期を $T (= L T_c)$ とする。

【0025】ここで、従来に比べ伝送速度をさらに向上させるためには、前述のような拡散符号のチップ数 L で定まる周期 $T (= L T_c)$ よりも短かい間隔で情報シンボル、すなわちデータシンボルを送信する必要があり、その場合、データシンボルを正確に再生するためにはマッチドフィルタリング処理において、符号間干渉を生じさせないことが重要となる。従って、周期 T よりも短かい間隔でデータシンボルを伝送する場合、マッチドフィ

ルタリング処理において符号間干渉を生じさせないような本発明に適した拡散符号について先づ検討する。

【0026】前述のように、マッチドフィルタの出力は、対象とする信号の自己相関関数となる。なお、いまの場合、対象とする信号は、数1の信号 $p(t)$ である。信号 $p(t)$ がマッチドフィルタリング処理されると、その出力 $y(t)$ は、数5で与えられるので、拡散符号として例えば通常のM系列を用いる場合には、自己相関関数のサイドローブは“0”とはならない。すなわち、通常のM系列を拡散符号に用いてデータシンボルを T よりも短かい間隔で送信していった場合、マッチドフィルタからの出力 $y(t)$ で符号間干渉を生じることになり、性能が劣化してしまう。従って、通常のM系列等ではマッチドフィルタリングの隣接シンボル間の干渉が大きく、これらを本発明に使用することはできない。これに対し、図3(a)はよく知られたナイキストの第一基準を満たすパルスを示している。このパルスは、 $\tau = 0$ を除いて一定周期 T_c ごとに“0”となっており(すなわち、サイドローブが一定周期 T_c ごとに“0”となっており)、マッチドフィルタの出力、すなわち数5の自己相関関数が図3(a)の特徴を有していれば、データシンボルを T よりも短かい時間間隔 T_c で送信するときにもマッチドフィルタ出力 $y(t)$ における符号間干渉を生じさせずに済む。なお、伝送速度をより高めるためには、図3(a)において、自己相関関数が“0”となる周期 T_c は、できるだけ短かい方が良い。上述の説明からわかるように、データシンボルを T よりも短かい時間間隔で送信する場合にもマッチドフィルタ出力において符号間干渉を生じさせず性能を劣化させないために*

$$R_{app}(n) = \begin{cases} L & (n=0) \\ \text{任意} & (n=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots) \\ 0 & (n=\pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots) \end{cases}$$

【0030】 $|n| \geq L$ で $R_{app}(n) = 0$ であることと対称性を考慮し、数6を行列の形で表現すると次式となる。

*は、図3(a)のように、数5の自己相関関数のサイドローブが周期的に“0”となるような拡散符号を用いれば良い。

【0027】図3(b)の実線は、図3(a)の自己相関関数において、チップの整数倍のときの値だけを取り出した離散的自己相関関数 $R_{app}(n) = R_{pp}(nT_c)$ を示したものである。伝送速度をより高めるためには、この離散的自己相関関数 $R_{app}(n)$ が、クロネッカのデルタ関数のように、 $n = 0$ 以外のすべての点で(1間隔 T_c づつ)0となることが望ましいが、これは元の拡散符号もクロネッカのデルタ関数状であることを意味し、拡散符号として成り立たない。従って、拡散符号として成り立つ最小の間隔は2間隔(時間間隔で $2T_c$)となる。すなわち、 $\tau = 0$ を除く偶数チップ($\tau = 2n \times T_c$ ($n = 1, 2, 3, \dots, L/2-1$))のところで自己相関関数が0となる符号を見つければ良い。このような拡散符号を用い、2チップごと、すなわち $2T_c$ ごとにデータをのせて、隣接する拡散符号のパルスの重なりを認めて送り、受信側でマッチドフィルタ出力を2チップごとにサンプリングすれば、マッチドフィルタリング後の符号間干渉を生じさせずに通信することができる。

【0028】より具体的に、 L が偶数で、2チップおきに情報シンボルを伝送するシステムでは、符号間干渉を生じさせずに伝送を行なうためには、 $R_{app}(n)$ が次式を満たす必要がある(図3(b)にこの $R_{app}(n)$ を破線で示す)。

【0029】

【数6】

($n=0$)

($n=\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$)

($n=\pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots$)

【0031】

【数7】

9

$$\begin{bmatrix}
 p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 & p_7 & \cdots & p_L \\
 0 & p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 & \cdots & p_{L-1} \\
 0 & 0 & p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & \cdots & p_{L-2} \\
 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & \cdots & p_{L-3} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & p_3 & \cdots & p_{L-4} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & \cdots & & \\
 & & & & & 0 & 0 & \cdots & \\
 & & & & & & \cdots & & \\
 & & & & & & 0 & p_1 & p_2 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & p_1 \\
 & & & & & & & & p_L
 \end{bmatrix}
 \begin{matrix}
 p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 & p_7 & \cdots & p_{L-1} & p_L \\
 \hline
 L & a & 0 & b & 0 & c & 0 & \cdots & & Z
 \end{matrix}
 = \begin{matrix}
 L \\
 a \\
 0 \\
 b \\
 0 \\
 c \\
 0 \\
 \cdots \\
 Z
 \end{matrix}$$

【0032】上式において、Lは偶数であり、a, b, *する。

cは任意の値である。また、p₁, p₂, p₃, …, p_Lは、拡散信号PN(t)の各チップの値を表わしている。各チップの値p₁, p₂, p₃, …, p_Lは、アナログ値で良く自由度は高いが、以下では、装置を簡単なものにするため、各チップの値を±1の2値に限定して検討*

【0033】数7を満たす±1からなる拡散符号系列をL=4から64の範囲で求めた結果、次表のようになつた。

20 【0034】

【表1】

(1) 数7を満たす系列が存在するLは4, 8, 16, 20, 32, 40, 52, 64である。

(2) その種類はL=4のとき8種, 8のとき16種, 16のとき192種, 20のとき128種, 32のとき1536種, 40のとき1088種, 52のとき64種, 64のとき多数。

ここでは、L=8, 32, 64の内、それぞれ1つづつ拡散符号の例を挙げる。

L=8

-1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1

L=32

-1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 -1 1
-1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1

L=64

-1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1
1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1
-1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1 1 -1
-1 1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1

【0035】このようにして、本発明で使用可能な拡散符号をナイキストの第一基準のアナロジーに基づき実際に定めることができた。

【0036】以上は、ナイキストの第一基準のアナロジーによる本発明に適した拡散符号であるが、全く同様に、ナイキストの第二基準のアナロジーによる本発明に適した拡散符号をも考えることができる。図3(c)は*

$$\begin{array}{cccccccccc}
 p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 & p_7 & \cdots & p_L \\
 0 & p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 & \cdots & p_{L-1} \\
 0 & 0 & p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & \cdots & p_{L-2} \\
 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & \cdots & p_{L-3} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & p_3 & \cdots & p_{L-4} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & & \cdots & \\
 & & & & & 0 & 0 & \cdots & \\
 & & & & & 0 & p_1 & p_2 & \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & p_1 & p_L \\
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 p_1 \\
 p_2 \\
 p_3 \\
 p_4 \\
 p_5 \\
 p_6 \\
 \vdots \\
 p_{L-1} \\
 p_L
 \end{array}
 = \begin{array}{c}
 L \\
 L' \\
 a \\
 0 \\
 b \\
 0 \\
 \vdots \\
 c \\
 0 \\
 \vdots \\
 Z
 \end{array}$$

【0038】上式において、Lは奇数であり、L'は“0”以外の値をとり、また、a, b, cは任意の値である。ナイキストの第二基準のアナロジーに基づく場合にも、数8を満たす±1の拡散符号系列をナイキストの第一基準のアナロジーに基づき求めたと同様に求めることができる。このように、本発明で使用可能な拡散符号をナイキストの第二基準のアナロジーに基づいても定めることができる。

【0039】図4、図5は拡散符号にナイキストの第一基準のアナロジーに基づいて定められたものを用いるとした場合の図1に示した送信機1、受信機2の構成例をそれぞれ示す図である。先づ、図4を参照すると、この送信機1は、L個のチップを有する拡散符号発生器21と、送信すべき情報としてのシリアルなデータシンボルd(t)を所定の時間間隔づつずらして順次にパラレル信号に変換するシリアル/バイ二進線/パラレル変換部22と、シリアル/バイ二進線/パラレル変換部22によりパラレルに変換された各データシンボルに拡散符号発生器21からの拡散符号をそれぞれ乗算する乗算部23と、乗算部23からの各乗算結果を加算する加算部24と、加算部24からの出力信号により搬送波を変調し送信信号として出力する変調部25とを備えている。

【0040】ここでは、ナイキストの第一基準のアナロジーに基づき定められた拡散符号を用いるとしているので、上記拡散符号発生器21のチップ数Lは偶数である。この拡散符号発生器21は、例えばLビット(Lチップ)の循環シフトレジスタによって構成される。この

*ナイキストの第二基準のアナロジーに基づくパルスの特徴を有する離散的自己相関関数を示している。このナイキストの第二基準に基づく拡散符号は、第一基準の場合の数7に対応させて、次式を満たすものとなる。

【0037】

【数8】

場合、パワーオン・リセット時に、数1を満たす拡散符号p(t)、より具体的には、数7を満たす拡散符号系列p₁, p₂, p₃, …, p_LがL個の各チップに設定され、拡散符号系列p₁, p₂, p₃, …, p_Lは、毎チップごとに1クロックごとにサイクリックにシフトし、1チップおきに(すなわち1ビットおきに)タップ出力されるようになっている。

30 【0041】なお、拡散符号発生器21として、循環シフトレジスタのかわりに、従来良く使用されているPN符号発生器の出力をLビットのシフトレジスタに入力することにより構成することもできる。また、拡散符号発生器21は、論理値(0または1)を出力する論理回路で構成するのが一般的であるが、拡散符号は論理的に算術値をもつものとして扱うので、具体的には、論理“1”を算術値“+1”に対応させ、論理“0”を算術値“-1”に対応させれば良い。

40 【0042】また、シリアル/バイ二進線/パラレル変換部22に入力するシリアルなデータシンボルd(t)は、一般には多値であるが、これが2値のものである場合には、シリアル/バイ二進線/パラレル変換部22は、L/2ビットの直列並列変換レジスタと遅延回路で構成することができる。より具体的には、図6に示すように、2値のシリアルデータシンボルd(t)が時間間隔2Tごとに入力するL/2ビット構成の直列入力並列出力シフトレジスタ61と、図4の拡散符号発生器21が特定の状態(初期状態)になったときのパルスT_Lのタイミングで、先の直列入力並列出力シフトレジスタ61から出力されるL/2ビットの並列出力を保

持する $L/2$ ビット構成のレジスタ（例えば $L/2$ 個の D フリップフロップ）62 と、 $2T_c$ づつずれた遅延時間を与える ($L/2 - 1$) 個の遅延回路 63 とによって、シリアル/パイプライン/パラレル変換部 22 を構成することができる。なお、図 6において、パルス T_c を発生させるには、例えば、拡散符号発生器 21 のビットパターンが特定の状態（初期状態）になったことを検出するパターン検出器を用いれば良い。また、 $2T_c$ の時間間隔のパルスを発生させるには、拡散符号発生器 21 を動作させている周期 T_c のクロックを $1/2$ 分周すれば良い。時間間隔 $2T_c$ のパルスは、データシンボル $d(t)$ のシンボルレート（位相）を決定するクロックでもある。この場合、 $L/2$ ビット構成の遅延回路 63 と上記レジスタ 62 から $2T_c$ 時間づつずれた $L/2$ ビットのパイプライン並列出力の各々を L チップに対応した時間 T_c (= $L T_c$) の間、安定に出力させることができるとなる。また、データシンボル $d(t)$ が多値である場合にも、ビットをシンボルに拡張することで、データシンボル $d(t)$ が 2 値の場合と同様に構成できる。従って、以後、特に断らない限り、シリアルなデータシンボル $d(t)$ は 2 値として説明する。

【0043】また、乗算部 23 には、 $L/2$ 個の乗算器が設けられており、 $L/2$ 個の各乗算器は、 2 チップ時間 ($2T_c$) ずれた拡散符号列と、これに対応するシリアル/パイプライン/パラレル変換部 22 からのデータとを毎チップ時間 (T_c) ごとに乗算するようになっている。この際、拡散符号は例えば論理的な循環シフトレジスタから出力されるので、論理 “1” を算術 “+1” として、また論理 “0” を算術 “-1” として扱い、乗算する。データシンボルが 2 値の場合は、一般的に、直列並列変換器の出力は論理値で扱うのが普通であるので、このときも同様に、論理 “1” を算術 “1” として、論理 “0” を算術 “-1” として扱い、乗算するようになっている。

【0044】また、加算部 24 には、加算器 30 と、D/A 変換器 31 とが設けられている。加算器 30 には $L/2$ 個の乗算器からの出力が毎チップ時間 (T_c) ごとに加わり、加算器 30 では、これらを加算して出力し、D/A 変換器 31 では、加算器 24 からのデジタル出力を D/A 変換するようになっている。

【0045】なお、上記 $L/2$ 個の乗算器と 1 個の加算部 24 とによって積和回路が構成されている。この際、データシンボルが 2 値の場合は、各乗算器への 2 つの入力は何れも論理値で扱え、また乗算出力も算術値として +1 と -1 しかもたないので、出力値を論理値で扱うことができる。例えば、 $(+1) \times (+1) = (-1) \times (-1) = (+1)$ 、 $(+1) \times (-1) = (-1) \times (+1) = (-1)$ という演算は、算術 +1 を論理 1 に、算術 -1 を論理 0 に対応させれば、排他 NOR ゲートで実現できることは明らかである。あるいは、排他 OR

R ゲートを使い、出力を負論理で扱っても良い。さらに、これらの場合、加算器 30 への入力は 2 値の論理値となるから、通常の算術加算器よりもはるかに簡略化することができる。例えば、加算器 30 に入力された論理値の、論理 1 と論理 0 のそれぞれの数を計数し、その差をとることで加算結果を得ることができる。より具体的には、各チップ時間の最初に、カウンタを “0” に初期化し、そのチップ時間の内に、 $L/2$ 個の乗算結果（論理値）をスキャンし、乗算結果が論理 1 ならば同カウンタを +1（カウントアップ）し、論理 0 ならば -1（カウントダウン）する。また、同加算器の出力値は ($L/2$ が偶数であるか奇数であるかによって) 偶数または奇数のどちらかだけをとること、論理 1 と論理 0 のそれぞれの数の和は L と一定であるため論理 1 の数だけで計算が可能であること、等の性質を用いて、回路の簡略化が可能である。例えば、論理 1 の数を n とすると、論理 0 の数は $L/2 - n$ であるから、加算器 30 の出力は、次式のようであれば良い。

【0046】

$$20 \quad [0046] n - (L/2 - n) = 2n - L/2$$

【0047】この際、加算器 30 の出力の最下位ビット (LSB) は n の値によっては変化せず、LSB を除く上位ビットだけが演算に関与している。従って、数 9 を満たす組合せ回路で直接求めることもできる。あるいは、カウンタの初期値を $[-L/4]$ (ここで、 $[x]$ は x の小数以下を切捨てた (切下げた) 整数値) とし、論理 1 の数 n を計数 (加算) すると $n + [-L/4]$ が得られるので、これを 2 倍し、最下位ビット (LSB) に $L/2$ が偶数か奇数かによってそれぞれ 0 または 1 を

30 固定的に設定することで数 9 を得ることができる。特に、 $L/2$ が偶数の場合は、LSB の挿入を行なわなくとも、単純に数 9 の $1/2$ となるだけであり、加算器 30 に引続く D/A 変換器 31 の感度設定を調整するだけですむことは明白である。

【0048】一般的に積和回路は複雑であるが、上記例のような、2 値のデータシンボルを使う限り、極めてシンプルな（簡易な）回路で構成できる。また、データシンボルが多値であっても、各乗算器の入力の一方（拡散符号列）は 2 値であるから、その乗算器は実質的に単なる（算術）符号反転回路で構成でき、差程複雑にはならない。

【0049】また、変調部 25 は、一般にアナログ回路で構成されており、加算部 24 の D/A 変換器 31 からのアナログ出力を例えば $\cos \omega t$ ($\omega = 2\pi f$, f は搬送波周波数) に乗算する乗算器 34 を有し、これにより、搬送波を変調して送信信号として出力するようになっている。なお、上述した加算器 24 の D/A 変換器 31 は、加算器 30 の出力がデジタル信号である場合に、これをアナログ回路構成の変調部 25 にアナログ信号に変換した上で入力させるために設けられている。この場

合、D/A変換器31を加算部24ではなく、変調部25側に設けても良い。

【0050】次に図5を参照すると、受信機2は、送信機1から伝送された送信信号を受信しこれを復調する復調部41と、マッチドフィルタ42と、サンプラS₂とを備えている。ここで、復調部41は、送信機1から伝送された送信信号に $\cos\omega t$ ($\omega = 2\pi f$, f は搬送波周波数) を乗算する乗算器51と、ローパスフィルタ(または積分器)52とを有し、送信信号(すなわち受信信号)に $\cos\omega t$ を乗じこれをローパスフィルタ(または積分器)52に通すことで、同期検波(復調)を行なうようになっている。なお、同期検波のためには、搬送波を再生しなければならないが、これには良く知られた方法が種々ある。一例として、増幅された受信信号を2乗回路に通すことで、 $2f$ (f は搬送波周波数) 成分を得て、中心周波数が $2f$ である狭帯域フィルタで $2f$ 成分だけを抽出し、これを分周器で $1/2$ とし、搬送波 f を得ることもできる。

【0051】また、マッチドフィルタ42は、例えば、ローパスフィルタ(または積分器)52からの出力をチップ時間(T_c)ごとにサンプリングするサンプラS₁と、マルチレベル・タップド・ディレイライン(Multi level tapped delay line)54と、総和回路55とを有している。サンプラS₁は、サンプルホールド回路を含む例えは10ビットのA/D変換器で構成されている。サンプラS₁では、サンプルタイミングの決定方法として、一般的な直接拡散方式で用いられているDLL(ディレイ・ロックド・ループ)を用いることができ、特に1△形のDLLが適している。また、マルチレベル・タップド・ディレイライン54は、送信機1における拡散符号のチップ数(符号長)Lに合わせたL段の遅延回路で構成されており、サンプラS₁が例えは10ビットのA/D変換器で構成されている場合、遅延回路の各段は、10ビットのワードで構成される。また、総和回路55は、サンプラS₁の各サンプリング間隔(T_c)の間に、拡散符号系列 $p_1, p_2, p_3, \dots, p_L$ の値(算術値“1”または“-1”)に応じて、マルチレベル・タップド・ディレイライン54の対応するタップ出力を加算または減算するようになっている。上記構成例では、マッチドフィルタ42は、デジタル信号処理形のもの(正確には離散時間的)となっており、ローパスフィルタ(または積分器)52の出力をサンプリングして多値入力とするようになっているが、これのかわりに、マッチドフィルタ42をSAW(表面弹性波)フィルタやSAWコンポーネントのようなアナログ的(正確には連続時間的)なものによって構成することもできる。この場合には、サンプラS₁は不要となる。

【0052】また、サンプラS₂は、上記マッチドフィルタ42からの出力、すなわち総和回路55からの出力を2チップ時間($2T_c$)ごとにサンプリングするよう

になついる。

【0053】次にこのような構成のスペクトラム拡散通信システムおよび送信機1並びに受信機2の動作について説明する。なお、以下では、データシンボル $d(t)$ が2値であるとし、また、拡散符号には、ナイキストの第一基準のアナロジーに基づき定められたもの(符号長しが偶数)が用いられるとする。

【0054】先づ、送信機1では、送信すべき情報としての2値のシリアルなデータシンボル $d(t)$ を時間間

10 隔 $2T_c$ (2チップ時間)ごとにシリアル/バイブライン/パラレル変換部22に入力する。これにより、シリアル/バイブライン/パラレル変換部22からは、図7に示すように、データがバイブライン的に並列に出力され、乗算部23のL/2個の乗算器にそれぞれ入力する。一方、チップ数Lの拡散符号発生器21には、予めL個の拡散符号 $p_1, p_2, p_3, \dots, p_L$ が初期設定されており、これらL個の拡散符号 $p_1, p_2, p_3, \dots, p_L$ は、動作時には、毎チップごとに1チップづつシフトし、1チップおきにタップ出力として出力される。L/2個の乗算器では、シリアル/バイブライン/パラレル変換部22からの2チップ時間 $2T_c$ づつずれたデータとこれに対応する拡散符号発生器21からのタップ出力をそれぞれ乗算してデータシンボルの拡散(すなわち変調)を行なう。すなわち、図7において、data1で1番目のタップから出力される拡散符号を変調し、dataL/2で(L-1)番目のタップから出力される拡散符号を変調する。チップの位相を“1”～“L”的整数で表わすとすると、L/2個の各乗算器は、いずれもチップ位相が“1”となったときにデータ変調を開始し、チップ位相“L”でデータ変調を終了する。この次の瞬間に

20 は、チップ位相は再び“1”となり、同様にして、次のデータの変調を行なう。このように、データのタイミングを図7のように2チップづつずらしておき、元のシリアルなデータで(L/2+1)番目のデータ(dataL/2+1)は、1番目のタップに戻って乗算することになる。このような $2T_c$ の時間差を設けたデータのシリアル/バイブライン/パラレル変換を行ない、対応した拡散符号と乗算することで、後述のように、受信機2側でのマッチドフィルタ42からの出力をそのままシリアルなデータシンボルとして再生することができ、受信機2側において逆変換を必要とせずに済ますことができる。

30 【0055】乗算部23のL/2個の各乗算器からの出力は、加算部24に入力し、加算部24の加算器30では、各乗算器からの出力を毎チップ時間毎に加算する。図8は加算器30からの出力の一例を示す図であり、加算器30からの出力は、一般に多値となる。また、加算器30からの出力は、この例では、図8のようにデジタル値となっている。加算部24からの出力は、変調部25に加わるが、変調部25は一般にアナログ回路で構成されているので、加算器30からの出力が図8のように

デジタル値である場合には、これをD/A変換器31でアナログ値に変換した上で、変調部25に入力する。

【0056】変調部25では、搬送周波数 ω の搬送波を加算器30からの出力により変調するため、乗算器34により $\cos \omega t$ に加算器30からの出力を乗算し、これを送信信号として例えば電波の形で送信する。

【0057】次に、受信機2では、送信機1から例えば電波の形で伝送された送信信号を受信信号として例えばアンテナで受信し増幅した上で復調部41に入力する。復調部41では、乗算器51において受信信号に $\cos \omega t$ を乗算し、これをローパスフィルタ（または積分器）52に通すことで同期検波、すなわち復調する。すなわち、送信機1の加算器30から図8のような加算結果が¹⁰出力され、これを変調して送信がなされる場合には、受信機2の復調部41では、送信機1の加算器30における図8のような信号に受信信号を復調する。

【0058】このようにして復調された信号は、マッチドフィルタ42に加わる。マッチドフィルタ42では、先づ、復調された信号をサンプラ S_1 によって1チップ時間(T_c)ごとにサンプリングする。この際、サンプラ S_1 のサンプルタイミングは、前述したように、例えばDLLを用いて決定することができる。なお、サンプラ S_1 のサンプルタイミング決定にDLLを用いる場合、本実施例では、拡散信号が2チップづつずれたものであるため、同期点は、2チップおきに存在する。これは、従来の直接拡散方式に比べて明らかに利点である。すなわち、従来の直接拡散方式では、最悪の場合、Lチップに近い位相誤差を修正するようになっていたので、同期に長時間を要したが、本実施例では最悪の場合でも2チップの位相誤差の修正で済み、従来に比べて極めて早く同期を完了させることができる。これにより、同期外れを起こし易い無線（電波）環境において、再同期を極めて容易に行なうことを意味し、多くの応用において、極めて有利となる。

【0059】サンプラ S_1 によって1チップ時間(T_c)ごとにサンプリングされた結果の信号は、L段のマルチレベル・タップド・ディレイライン54に加わり、総和回路55では、各サンプル間隔、すなわち1チップ時間(T_c)の間に、マルチレベル・タップド・ディレイライン54の各タップ出力をこれに対応する拡散符号系列 $p_1, p_2, p_3, \dots, p_L$ の値（算術値“1”または“-1”）に応じて加算または減算する。

【0060】しかる後、サンプラ S_2 では、マッチドフィルタ42からの出力、すなわち総和回路55からの出力 $y(t)$ を2チップ時間($2T_c$)ごとにサンプリングする。この際、上記マッチドフィルタ42からの出力 $y(t)$ は、図3(b)に破線で示すように対象とするデータ $p(t)$ の離散的自己相関関数となり、この離散的自己相関関数は拡散符号がナイキストの第一基準に基づき定められていることによって、前述したように、²⁰テ

が $2n \times T_c$ ($n = 1, 2, 3, \dots, L/2-1$)ごとに“0”となる。これにより、マッチドフィルタ42からの出力 $y(t)$ を拡散符号の符号長により定まる時間間隔 T ($= L T_c$)よりもはるかに短かい2チップ時間($2T_c$)ごとにサンプリングする場合でも、符号間干渉は生じさせずに済む。すなわち、後述のように、誤り率特性や干渉波除去能力等を劣化させず、これらを従来の直接拡散方式と同様な性能のものに維持することができる。このように誤り率特性や干渉波除去能力等を劣化させずに済む一方で、 $2T_c$ の時間間隔でデータを送信、受信することができる所以伝送速度を従来の直接拡散方式に比べ著しく高めることができる。

【0061】なお、サンプラ S_1 における2チップ時間($2T_c$)ごとのサンプリングにより、実際には、2つのサンプル（偶数番目か奇数番目か）列のうちどちらかだけが符号間干渉のないものが得られるので、符号間干渉の少ない方を選ばなければならない。これについては詳述しないが、次の原理によって容易に区別できる。すなわち、符号間干渉の少ない方の復号シンボル列は、原理的には（理想的には）2値をとる（実際には、雑音、符号歪、サンプルタイミングの誤差等によって、その2値からの偏差がある）一方で、符号間干渉の多い方は同様な2値からの偏差が異常に大きくなるので、2つの系列の偏差値または分散値を求め、少ない方を選択すれば良い。より実際的には、2値からの偏差を求めなくとも、その信号自体の絶対値の偏差または分散を計算すれば良い。これは、復号されたシンボル列が、理想的には正負対称な値を持つので、その絶対値をとれば、一定値になるためである。

【0062】なお、マッチドフィルタ42がデジタル的な構成のものである場合には、サンプラ S_2 への入力は、離散時間的な信号となり、上記のように2つのサンプル列のどちらかを選ぶ手法を用いることができるが、マッチドフィルタ42がアナログ的な構成のものである場合には、サンプラ S_2 への入力は、連続時間的な信号となるので、2つのサンプル列のどちらかを選ぶ手法を用いることができない。しかしながら、これは一般的に、モデムなどで扱われている、アイバターン（Eye Pattern）において一番アイの開いているサンプルタイミングを決定する問題と同一であり、良く知られているように、アイの一番開いているところ、すなわち、符号間干渉の最も少ないところでサンプルすることによって解決することができる。

【0063】本願の発明者は、ナイキストの第一基準のアナロジーに基づき定められたもの（チップ数しが偶数）が拡散符号に用いられたときの本実施例のスペクトラム拡散通信システムの性能を実際に評価した。以下、その性能評価結果を示す。

【0064】先づ、白色ガウス雑音下でのビット誤り率BERを評価した。この場合、送信機1側では、数1の

$p(t)$ を用いて、情報が “1” のとき $p(t)$ 、 “0” のとき $-p(t)$ で伝送し、受信機 2 側では、符号間干渉がないので、両側のノイズパワースペクトル密度を $N_0/2$ とし、 $p(t)$ のエネルギーを E_b とするとき、ビット誤り率 $B E R$ は、理論的には次式のようになる。なお、次式において、 $erfc$ は誤差関数である。

【0065】

【数10】

$$B E R = \frac{1}{2} erfc \left[\sqrt{E_b / N_0} \right]$$

【0066】また、この場合のシミュレーションを、拡散符号の符号長 L が “8”、“32”、“64” の 3 種の場合につき、表 1 に示した通りの拡散符号で行なった。

【0067】図 9 には、数 10 により求めたビット誤り率 $B E R$ の理論値（実線で示す）と上記シミュレーション結果とを示した。図 9 から明らかなように、シミュレーション結果は、理論値と一致している。

【0068】この場合、 L が “8”、“32”、“64” のいずれのときも、情報伝送速度 R_b は $1/(2 T_c)$ であり、従来の単純な直接拡散方式や単なるボーラ方式によるシステムと本発明のシステムの L が “64” のときとを比べた場合、本発明のシステムでは、伝送速度は従来に比べ 32 倍となるが、ビット誤り率は従来と全く同じであることがわかった。

【0069】さらに、単一正弦波の干渉と白色ガウス雑音がある場合のビット誤り率を評価した。すなわち、白色ガウス雑音にさらに單一周波数の干渉波妨害が加わった場合の本発明のシステムの性能評価を行なった。なお、ここで、システムの受信機 2 側のマッチドフィルタ 42 には前述したようなデジタル処理用のものを用いた。図 10 (a), (b), (c) には、拡散符号のチップ数 L をそれぞれ “8”、“32”、“64” とし、干渉波、すなわち單一正弦波の周期をチップ周期 T_c の 5 倍から 90 倍の範囲で変えたときに平均誤り率 $B E R$ を示した。なお、図 10 (a), (b), (c) は E_b/N_0 比 (SIR) が 11 dB の場合、図 10 (b) は E_b/N_0 (SIR) が 15 dB の場合、図 10 (c) は E_b/N_0 比 (SIR) が 30 dB の場合を示している。また、図 11 には、干渉波が支配的な場合の特性を明確にするため、目盛りを変えて図 10 (a), (b), (c) の全ての結果を同時に示した。図 11 から、干渉波が支配的な領域で L が “32” のときには L が “8” の場合に対し 4 dB 有利となり、また、 L が “64” のときには L が “32” の場合に対し 4 dB 有利となった。この結果から、本発明のシステムの干渉波除去特性も従来の直接拡散方式によるシステムと全く同じであることがわかった。但し、これは、マルチバスがある場合には、その遅延量が情報シン

ボル間隔以下である場合である。

【0070】このことから明らかのように、本発明のシステムにおいても、従来と同様に、干渉波除去能力を向上させるには、拡散符号のチップ数 L をできるだけ大きくするのが望ましい。但し、本発明では、干渉波除去のために拡散符号のチップ数 L をできるだけ大きくし、干渉波除去能力を高めても、誤り率特性の劣化も伝送速度の低下も招かない。すなわち、チップ数 L に影響されず、チップ間周期に基づく速度 $1/(2 T_c)$ で高速に 10 伝送を行ない、情報を正確に再生することができ、情報伝送速度やビット誤り率特性を何ら低下させずに耐干渉波特性を向上させることができる。

【0071】また、図 4、図 5 を図 12 と比較すればわかるように、本発明のシステムは、従来の直接拡散方式によるシステムに比べ、装置の複雑さの増大は少なく、特に、受信機 2 側では、構造的な変更は全く不要である。なお、受信機 2 のマッチドフィルタ 42 をデジタル形式のものにする場合には、多値信号に耐え得るシステムの線形性を確保し、前述のように、誤り率特性や干渉波除去能力を良好なものに維持することができる。

【0072】以上、ナイキストの第一基準に基づく図 3 (b) のような自己相関関数をもつ拡散符号を用いた場合の本発明のスペクトラム拡散通信システムについて述べたが、ナイキストの第二基準に基づく図 3 (c) のような離散的自己相関関数をもつ拡散符号を用いる場合にも、同様にして、本発明のスペクトラム拡散通信システムを構成することができる。すなわち、図 4 の送信機 1 の構成において、拡散符号発生器 21 には、ナイキストの第二基準に基づいて定められたチップ数 L の拡散符号を設定し、1 チップ時間づつずれたタイミングで L 個の拡散符号を発生するようにし、また、シリアル/パипライン/パラレル変換部 22 では、送信すべき情報としてのシリアルなデータシンボルを 1 チップ時間づつずれた L 個のパラレルデータに変換して出力するようにし、また、乗算部 23、加算部 24 では、シリアル/パипライン/パラレル変換部 22 からパラレルに出力される 1 チップ時間づつずれた L 個のデータシンボルとこれらにそれぞれ対応する拡散符号発生器 21 からの拡散符号との積をとり、 L 個の積を加算するようにすれば良い。

また、図 5 の受信機 2 の構成において、サンプラー S_2 では、1 チップ時間間隔でサンプリングを行なうようにすれば良い。なお、このナイキストの第二基準（のアロジ）に基づいた場合、数 8 にあるように、隣接するシンボルの干渉を受ける。これは、 L' が 0 でないことによるが、その干渉の量が事前に分っているので、サンプラー S_2 の出力に含まれる符号間干渉を除去することができる。

【0073】この場合、第一基準の拡散符号を用いるときには、上述したように、情報伝送速度は、チップ速度の $1/2$ 、すなわち $1/(2 T_c)$ となるが、第二基準

の拡散符号を用いると、1チップ時間 T_c ごとの伝送が可能となり、情報伝送速度をチップ速度 $1/T_c$ に一致させることができる。従って、第二基準の拡散符号を用いると、より高速な伝送を行なうことが可能となる。

【0074】

【発明の効果】以上に説明したように、請求項1乃至10記載の発明によれば、誤り率特性や干渉波除去能力等を何ら劣化させずに、伝送速度をさらに高めることができる。特に、請求項2、4、7記載の発明では、拡散符号は、ナイキストの第一基準に基づき定められたものが用いられ、該拡散符号のチップ数は偶数であって、該拡散符号は、自己相関関数のサイドローブが2チップ時間間隔おきに“0”となるようなものが用いられるので、2チップ時間ごとの伝送が可能となり、また、請求項3、5、8記載の発明では、拡散符号は、ナイキストの第二基準に基づき定められたものが用いられ、該拡散符号のチップ数は奇数であって、該拡散符号は、自己相関関数のサイドローブが1チップ時間間隔で“0”となるようなものが用いられるので、1チップ時間ごとの伝送が可能となる。

【0075】また、請求項9記載の発明のように、受信機のマッチドフィルタをデジタル形式のものにする場合には、多値信号に耐え得るシステムの線形性を確保し、前述のように、誤り率特性や干渉波除去能力を良好なものに維持することができる。一方、請求項10記載の発明のように、マッチドフィルタを連続時間的なアナログ形式のものにする場合には、マッチドフィルタを簡単な構成のものにすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスペクトラム拡散通信システムの基本概念を説明するための図である。

【図2】本発明に係るスペクトラム拡散通信システムの一実施例の構成図である。

【図3】自己相関関数を示す図である。

【図4】図1の送信機の構成例を示す図である。

【図5】図1の受信機の構成例を示す図である。

【図6】図4の送信機のシリアル／バイオペーラー／パラレル変換部の構成例を示す図である。

【図7】図4の送信機のシリアル／バイオペーラー／パラ

レル変換部からバイオペーラー的に並列に出力されるデータを示す図である。

【図8】図4の送信機の加算機からの出力の一例を示す図である。

【図9】図4、図5から構成されたスペクトラム拡散通信システムの性能評価結果を示す図である。

【図10】図4、図5から構成されたスペクトラム拡散通信システムの性能評価結果を示す図である。

【図11】図4、図5から構成されたスペクトラム拡散通信システムの性能評価結果を示す図である。

【図12】直接拡散方式による従来のスペクトラム拡散通信システムの構成図である。

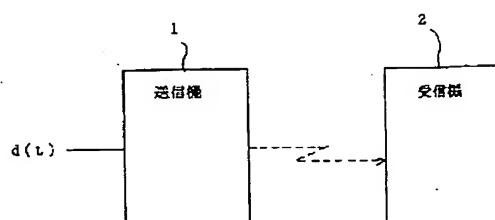
【図13】図12のスペクトラム拡散通信システムの処理概要を示す図である。

【図14】自己相関関数並びにマッチドフィルタからの出力の一例を示す図である。

【符号の説明】

1	送信機
2	受信機
20 2 1	拡散符号発生器
2 2	シリアル／バイオペーラー／パラレル変換部
2 3	乗算部
2 4	加算部
2 5	変調部
3 0	加算器
3 1	D／A変換器
3 4	乗算器
4 1	復調部
4 2	マッチドフィルタ
5 1	乗算器
5 2	ローパスフィルタ（または積分器）
5 4	マルチレベル・タップド・ディレイライン
5 5	総和回路
6 1	直列入力並列出力シフトレジスタ
6 2	レジスタ
6 3	遅延回路
S ₁ , S ₂	サンプラー
L	拡散符号のチップ数
T _c	チップ間周期

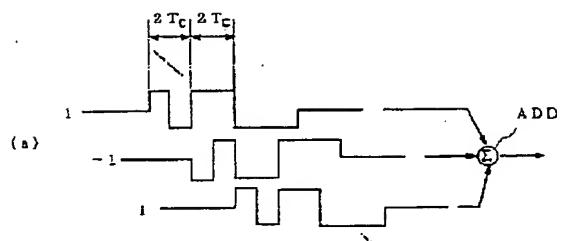
【図2】



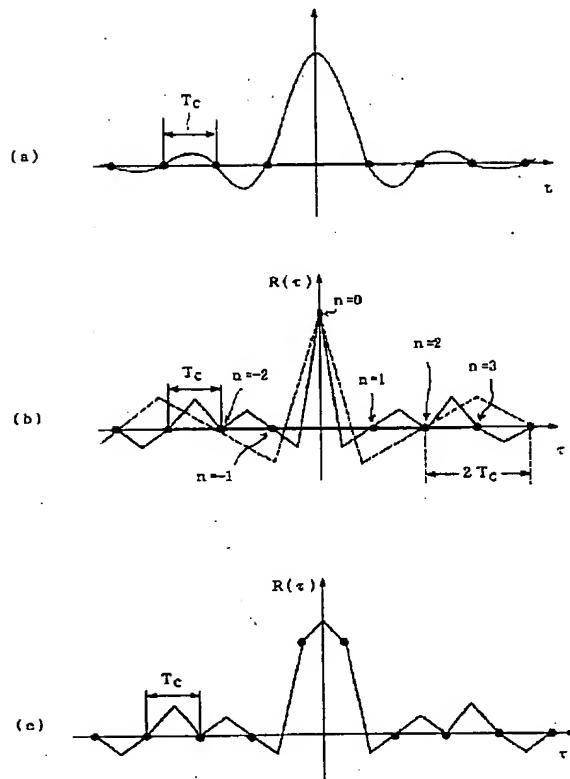
【図8】



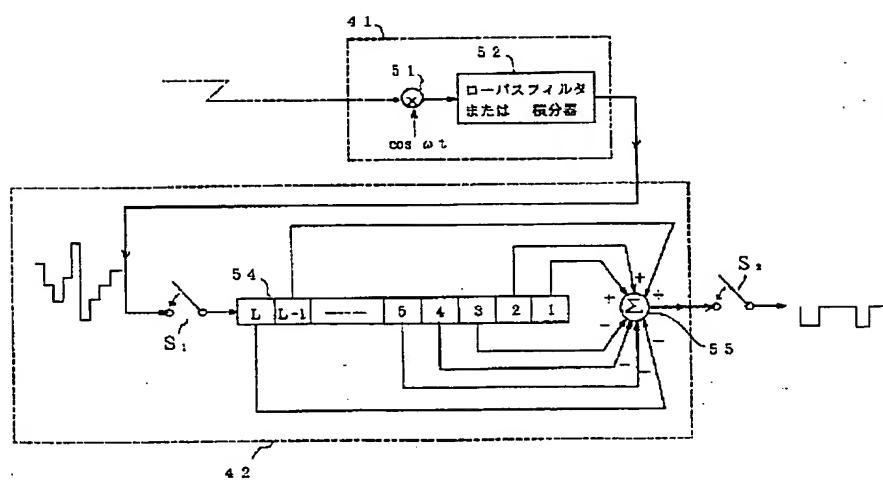
【図1】



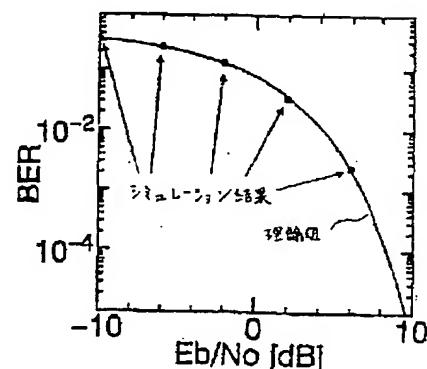
【図3】



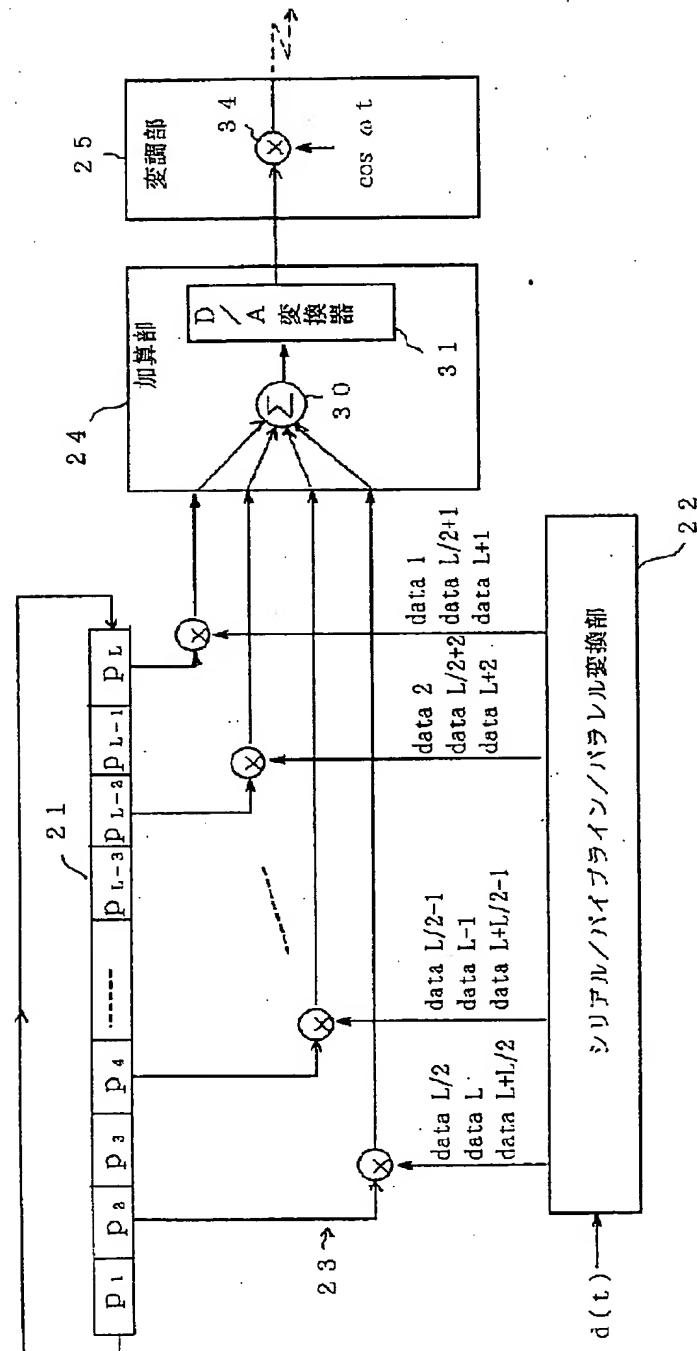
【図5】



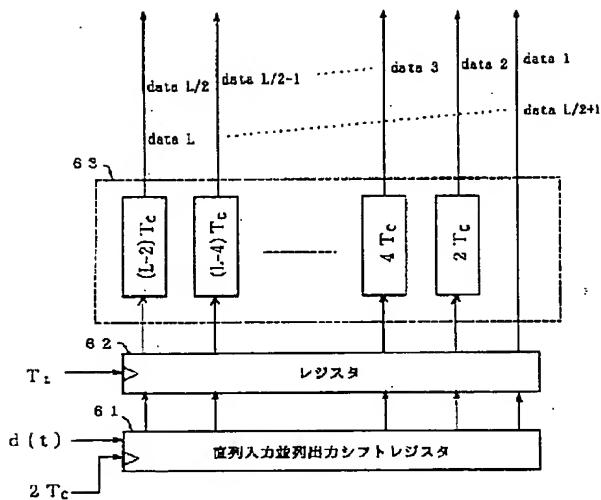
【図9】



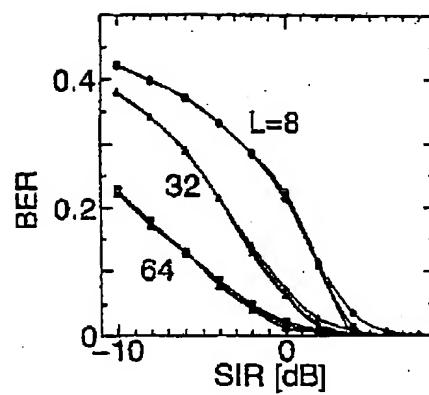
【图4】



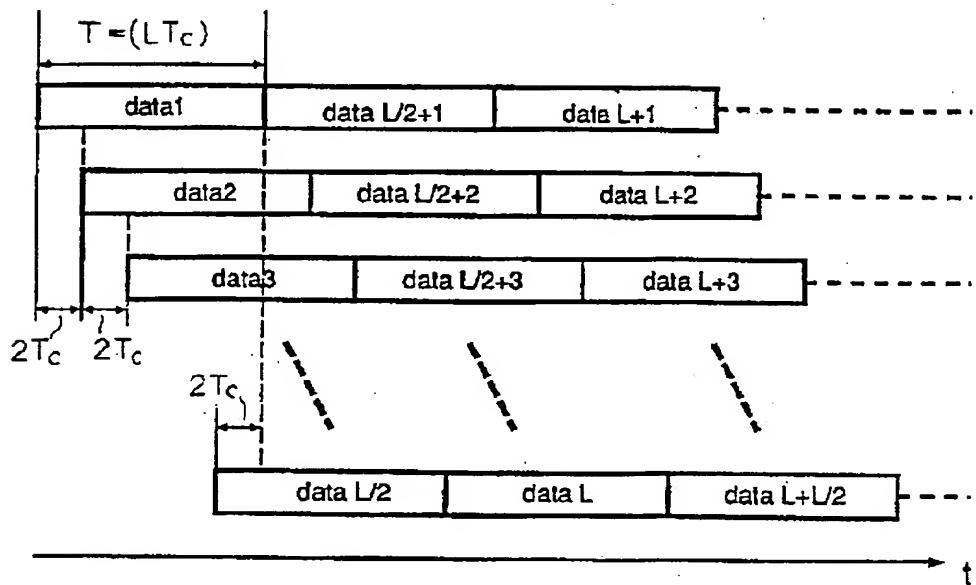
【図6】



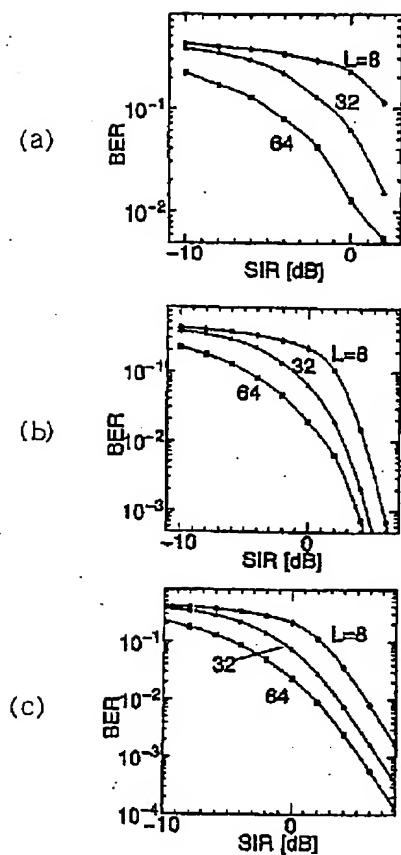
【図11】



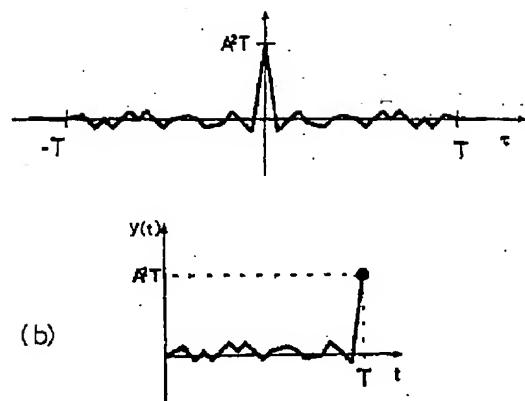
【図7】



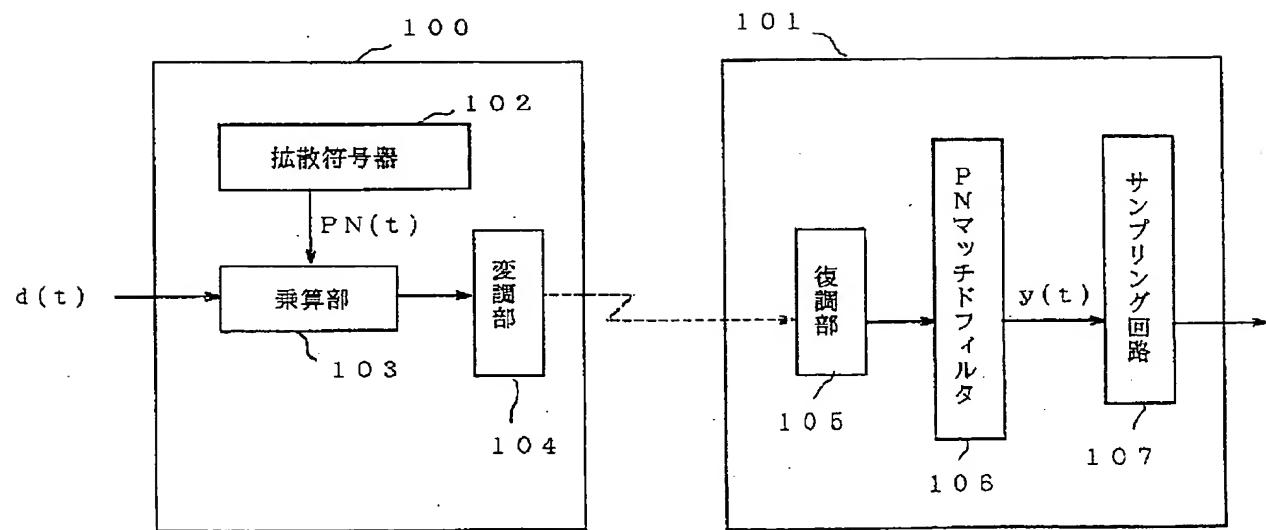
【図10】



【図14】



【図12】



【図13】

